

DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC BOOST-FORWARD INTEGRADO PARA APLICAÇÕES COM ELEVADO GANHO DE TENSÃO

Julian C. Giacomini, Pablo F. S. Costa, António M. S. S. Andrade, Luciano Schuch, Mário L. S. Martins
Universidade Federal de Santa Maria, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Santa Maria – RS, Brasil
e-mail: {julian.c.giacomini, pablofscosta, antoniom.spencer, schuch.prof, mariolsm}@gmail.com

Resumo – Este artigo propõe uma topologia de conversor CC-CC integrado para aplicações que exigem elevado ganho de tensão. A topologia integra os conversores Boost e Forward com um único interruptor ativo. Como principais características da topologia proposta destacam-se: elevado ganho de tensão, reduzidos esforços de tensão nos semicondutores e a capacidade de operação com elevados valores de razão cíclica sem comprometer a desmagnetização do transformador. Uma análise da topologia e de suas etapas de operação é apresentada de modo a obter as equações de projeto. As vantagens do conversor proposto são evidenciadas a partir de uma comparação teórica com os conversores CC-CC Boost e Forward clássicos e com conversores integrados similares. Por fim, resultados experimentais demonstram o desempenho do conversor proposto.

Palavras-Chave – Boost-Forward, Conversor CC-CC, Elevado Ganho de Tensão, Integração de Conversores.

DEVELOPMENT OF A BOOST-FORWARD DC-DC CONVERTER FOR HIGH-VOLTAGE GAIN APPLICATIONS

Abstract – This paper proposes a topology of an integrated DC-DC converter for high voltage gain applications. The topology combines the Boost and Forward converters using only one active switch. The main characteristics of the proposed topology are: high voltage gain, reduced stress on semiconductors and the capacity of operation with higher values of duty cycle without compromise the transformer demagnetization. The main equations are obtained from the analysis of the converter waveforms. The advantages of the proposed converter are demonstrated from the theoretical comparison with the classical Boost and Forward converters and with similar integrated topologies. Finally, some experimental results show the performance of the converter.

Keywords – Boost-Forward, Converter Integration, DC-DC Converter, High-Voltage Gain.

I. INTRODUÇÃO

O interesse em conversores CC-CC com elevado ganho de tensão tem aumentado significativamente nos últimos anos

[1]-[4]. Usualmente, esses conversores são utilizados como uma interface entre a fonte de alimentação de baixa tensão e as cargas de saída, as quais necessitam de uma tensão mais elevada para sua operação. Sistemas de geração fotovoltaica (FV), veículos elétricos, geração distribuída, células a combustível, fontes de alimentação ininterrupta, entre outros, são exemplos destes sistemas [5]-[7]. Nessas aplicações, os conversores CC-CC elevadores de tensão devem apresentar elevado rendimento, podendo ser isolados ou não isolados [8].

Dentre os conversores CC-CC clássicos não isolados elevadores de tensão se destaca o conversor Boost. Isto se deve porque este conversor possui uma estrutura simples, elevado ganho de tensão e reduzida ondulação de corrente na entrada operando no modo de condução contínua (MCC) [9]. No entanto, a razão cíclica do conversor Boost deve aumentar para que se tenha uma elevação no seu ganho de tensão. Logo, esta elevação da razão cíclica tende a aumentar os esforços nos componentes semicondutores do conversor, prejudicando o seu rendimento. Sendo assim, existe uma restrição para o ganho de tensão do conversor Boost (e para sua razão cíclica) de modo que seu rendimento não seja prejudicado.

Por outro lado, os conversores CC-CC isolados permitem elevar o ganho de tensão através de transformadores ou indutores acoplados, como é o caso dos conversores clássicos Cúk, Flyback, Forward, Zeta e SEPIC [10]. Dentre estes conversores, os considerados mais simples são os conversores Flyback e Forward, justamente por empregarem uma menor quantidade de componentes. Com relação ao conversor Flyback, à medida que se eleva a razão de transformação do indutor acoplado, o rendimento tende a diminuir [11]. Além disso, cabe salientar que a corrente de saída do conversor Flyback é descontínua, o que requer o aumento da sua capacitância de saída. Este inconveniente não é verificado no conversor Forward, pois o filtro de saída é constituído por um indutor e um capacitor, resultando em uma corrente de saída com uma ondulação reduzida em relação ao conversor Flyback. Tais características são atrativas, como por exemplo, em aplicações de carga de baterias [12], [13], micro-inversores [14], [15], entre outras. Contudo, o ganho de tensão do conversor Forward é restringido pela sua razão cíclica de operação, a qual é limitada em até 0,5 para permitir a desmagnetização do transformador (considerando que o enrolamento de desmagnetização possui o mesmo número de espiras do enrolamento primário). Deste modo, topologias integradas foram propostas na literatura de modo a superar estes inconvenientes [16]-[19]. Contudo, estas possuem um elevado número de componentes, o que se reflete em um aumento de complexidade e custo.

Portanto, este artigo propõe uma topologia de conversor CC-CC baseado em uma técnica de integração de conversores estáticos [20]. A topologia proposta integra os conversores

Artigo submetido em 08/09/2016. Primeira revisão em 02/11/2016. Aceito para publicação em 14/12/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

Boost e Forward empregando um único interruptor ativo, resultando em um conversor CC-CC com elevado ganho de tensão. Neste caso, objetiva-se agregar as vantagens dos conversores Boost e Forward, ao mesmo tempo em que se deseja superar suas desvantagens citadas anteriormente, como a restrição da razão cíclica, os esforços nos semicondutores e o problema da desmagnetização do transformador.

Este artigo encontra-se dividido em três seções. Na Seção II, a topologia do conversor proposto é apresentada juntamente com suas formas de onda. Na Seção III, a análise em regime permanente é realizada de modo a obter o ganho estático do conversor e as equações de projeto dos elementos passivos. Ainda, uma análise dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores é realizada a partir da comparação com as topologias clássicas Boost e Forward e com topologias similares de conversores integrados. Por fim, resultados experimentais são mostrados na Seção IV para verificar o funcionamento do conversor.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

A topologia do conversor Boost-Forward proposto é apresentada na Figura 1. Como o próprio nome sugere, esta topologia integra os conversores CC-CC Boost e Forward empregando apenas um interruptor ativo, resultando em uma conexão série na saída. Ou seja, a tensão de saída do conversor (V_o) é a soma das tensões de saída V_b e V_f . Como se verifica na Figura 1, os diodos D_2 e D_3 , o indutor L_o e o capacitor C_1 remetem-se à topologia do conversor Forward, enquanto que o diodo D_1 e o capacitor C_2 são associados à topologia do conversor Boost. O transformador possui uma dupla função, pois opera como conversor e armazenador de energia, uma vez que sua indutância de magnetização (L_m) é utilizada para a carga do capacitor C_2 . Isto significa que, tanto o interruptor (S) quanto o transformador atuam como elementos de integração na topologia proposta.

O conversor Boost-Forward integrado é do tipo elevador de tensão e possui as características necessárias para as aplicações mencionadas anteriormente, evidenciando-se ainda as seguintes vantagens: 1) elevado ganho de tensão, uma vez que a tensão de saída é igual à soma da tensão de saída da parcela Boost (V_b) com a parcela Forward (V_f); 2) redução dos esforços de tensão nos semicondutores, podendo ser empregados diodos e mosfet's com menores perdas, o que aumenta o rendimento do conversor; 3) a desmagnetização do transformador é dada pela diferença de tensão $V_i - V_b$, o que possibilita a operação com uma razão cíclica maior que 0,5.

Toda a análise do conversor proposto é realizada em regime permanente, admitindo-se as seguintes considerações:

- As etapas de operação apresentadas e o respectivo equacionamento são feitos considerando-se a operação do conversor com componentes ideais;
- As capacitâncias C_1 e C_2 são suficientemente grandes de tal forma que as tensões V_f e V_b são consideradas constantes (reduzida ondulação);
- A razão de transformação é: $n = N_1/N_2$;
- O conversor opera em MCC, tendo em vista que as aplicações típicas exigem uma reduzida ondulação de corrente na saída.

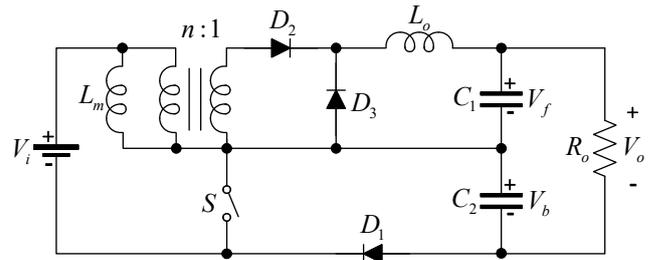


Fig. 1. Conversor Boost-Forward proposto.

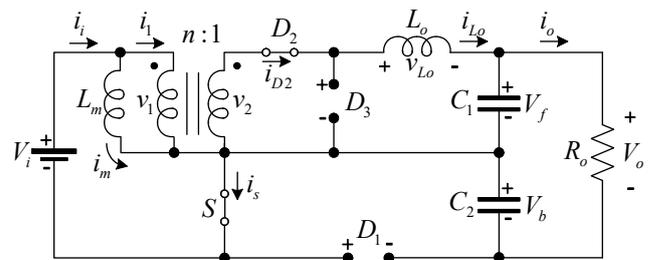


Fig. 2. Etapa 1 de operação ($0 - DT_s$).

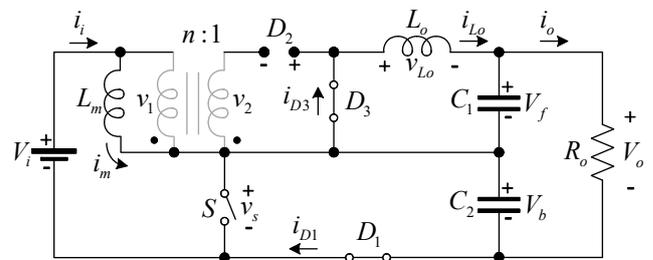


Fig. 3. Etapa 2 de operação ($DT_s - T_s$).

A. Etapa 1 ($0 - DT_s$)

Durante esta etapa, representada na Figura 2, o interruptor S entra em condução. Com isso, a tensão aplicada ao primário do transformador é igual à tensão de entrada ($v_1 = V_i$), o que acaba por polarizar diretamente o diodo D_2 . Os diodos D_3 e D_1 estão bloqueados, uma vez que a tensão aplicada sobre eles é igual à tensão do secundário (v_2) e à tensão de saída do capacitor C_2 (V_b), respectivamente. Nesta etapa de operação, ocorre o armazenamento de energia tanto no indutor de saída (L_o) quanto na indutância de magnetização (L_m), uma vez que a tensão aplicada sobre estes elementos é positiva. As correntes em L_m e L_o são definidas, respectivamente, por:

$$i_m(t) = \frac{V_i}{L_m}t + I_{m,min} \quad (1)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{V_i - V_f}{L_o}t + I_{L_o,min} \quad (2)$$

A corrente que circula pelo interruptor (i_s) é a soma da corrente do primário (i_1) com a corrente de magnetização (i_m). Além disso, enquanto C_1 é carregado, C_2 fornece energia para a carga.

B. Etapa 2 ($DT_s - T_s$)

Na segunda etapa de operação, o interruptor S é bloqueado, conforme mostra a Figura 3. Com isso, a tensão aplicada ao primário do transformador possui polaridade negativa, pois $v_1 = V_i - V_b$ e $V_b > V_i$. Logo, a desmagnetização do transformador ocorre com uma tensão sempre maior ou igual à tensão de entrada. Este fato possibilita a operação do conversor integrado com razão cíclica superior a 0,5, sendo uma vantagem em relação ao conversor Forward. Como a tensão no secundário também apresenta polaridade invertida com relação à primeira etapa, o diodo D_2 é bloqueado e o diodo D_3 entra em condução de modo a propiciar a roda livre para a corrente no indutor L_o .

A corrente armazenada no indutor L_m é transferida para a saída do conversor, pois o diodo D_1 entra em condução. Portanto, nesta etapa não ocorre transferência de energia para o secundário do transformador ($i_1 = 0$). Contudo, ocorre a

descarga da energia armazenada no indutor L_m . Desta forma, as correntes em L_m e L_o são definidas, respectivamente, por:

$$i_m(t) = \frac{V_i - V_b}{L_m}(t - DT_s) + I_{m,máx} \quad (3)$$

$$i_{L_o}(t) = -\frac{V_f}{L_o}(t - DT_s) + I_{L_o,máx} \quad (4)$$

A corrente de entrada do conversor (i_i) é a mesma que circula pelo diodo D_1 , enquanto que a corrente em D_3 é igual à corrente no indutor L_o . Ainda nesta etapa, o capacitor C_2 recebe energia da entrada enquanto que o capacitor C_1 entrega energia para a carga. A ilustração das principais formas de onda do conversor durante as duas etapas de operação está representada na Figura 4 (tensões) e na Figura 5 (correntes).

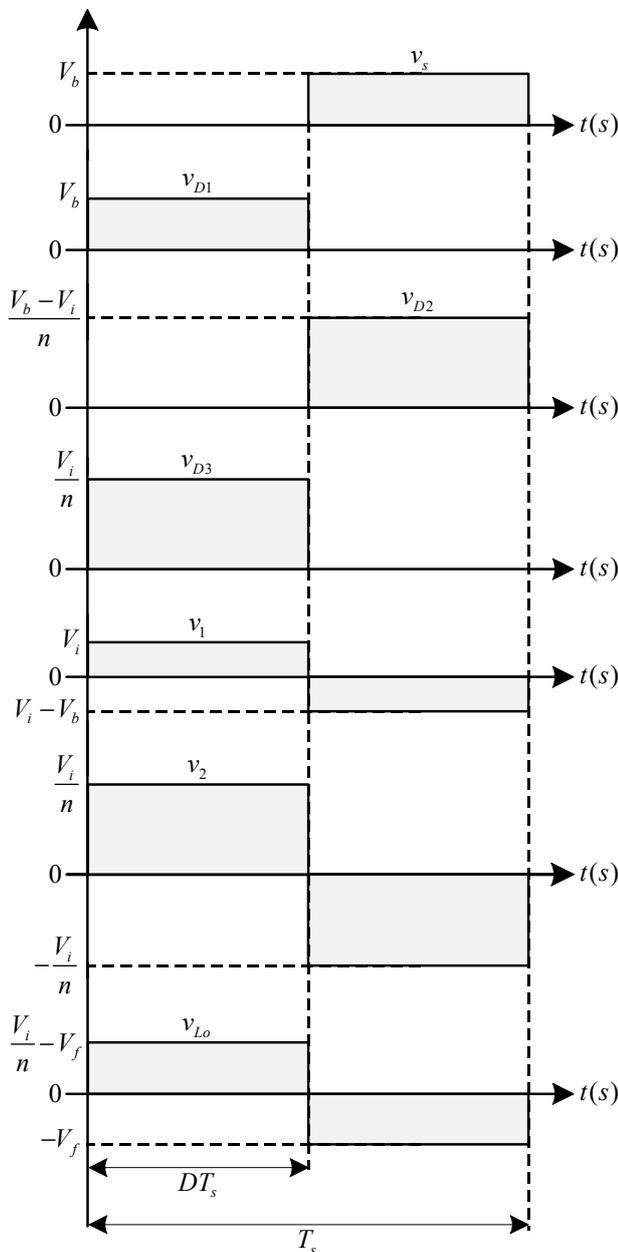


Fig. 4. Formas de onda de tensão do conversor Boost-Forward.

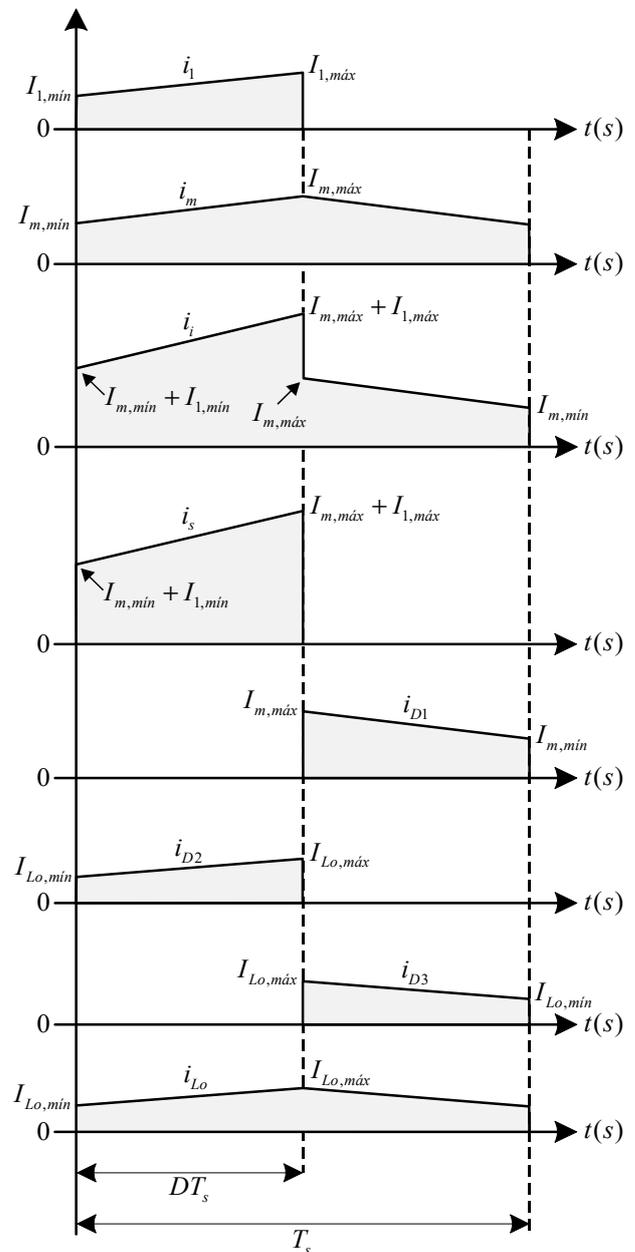


Fig. 5. Formas de onda de corrente do conversor Boost-Forward.

III. ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

Nesta seção é efetuada a análise em regime permanente do conversor proposto, possibilitando a obtenção do ganho estático de tensão. Além disso, as equações de projeto dos elementos passivos são obtidas. Por fim, uma análise dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores também é realizada.

A. Ganho Estático

A obtenção do ganho estático do conversor Boost-Forward operando em MCC pode ser realizada a partir da análise do balanço de energia nos indutores L_m e L_o . Inicialmente, considerando o balanço volt-segundo no indutor L_m em regime permanente, a tensão média sobre o mesmo deve ser nula:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} V_i dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} (V_i - V_b) dt = 0. \quad (5)$$

Logo, rearranjando (5) chega-se ao ganho estático clássico associado ao conversor Boost operando em MCC:

$$V_b = \frac{V_i}{1-D}. \quad (6)$$

Da mesma forma, considerando o balanço volt-segundo no indutor L_o , tem-se que:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{V_i}{n} - V_f \right) dt - \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} V_f dt. \quad (7)$$

Que resulta na equação clássica do ganho estático associado ao conversor Forward operando em MCC:

$$V_f = \frac{DV_i}{n}. \quad (8)$$

Como a tensão total de saída do conversor é a soma das tensões V_b e V_f , o ganho estático global pode ser encontrado combinando (6) e (8):

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} + \frac{D}{n} = \frac{D(1-D) + n}{n(1-D)}. \quad (9)$$

A partir de (9) percebe-se que o conversor Boost-Forward apresenta um ganho estático dado por uma equação de segundo grau. Para melhor ilustrar, a Figura 6 mostra o ganho estático do conversor em função da razão cíclica considerando diferentes razões de transformação. Como esperado, percebe-se que à medida que a razão cíclica aumenta, o ganho estático eleva-se. Similarmente, quanto menor a razão de transformação, maior será o ganho estático para um mesmo valor de razão cíclica. Além disso, evidencia-se inclusive que o conversor Boost-Forward é um conversor do tipo elevador de tensão. Isto se explica pelo fato de que a tensão de saída da parcela Boost (V_b) será

sempre maior ou igual que a tensão de entrada (V_i). Logo, implica também que a tensão de saída total (V_o) sempre será maior que a tensão de entrada, independentemente do valor utilizado para n .

Na Figura 7 encontra-se uma comparação gráfica dos ganhos estáticos dos conversores convencionais Boost e Forward com relação ao conversor Boost-Forward. Neste caso, as curvas foram traçadas para $n = 1/4$ e considerando que o conversor Forward convencional possui o mesmo número de espiras para os enrolamentos primário e terciário, tendo, como consequência, a limitação da razão cíclica em 0,5. É possível verificar na Figura 7 que o ganho estático do conversor integrado é maior do que os ganhos estáticos dos conversores convencionais para toda a faixa de razão cíclica e considerando o mesmo n .

B. Metodologia de Projeto

A metodologia de projeto consiste na definição das equações para o dimensionamento dos elementos armazenadores de energia do conversor. Para tanto, os indutores e capacitores do conversor CC-CC Boost-Forward podem ser projetados de acordo com as suas respectivas ondulações de corrente e tensão. Desta forma, considerando a

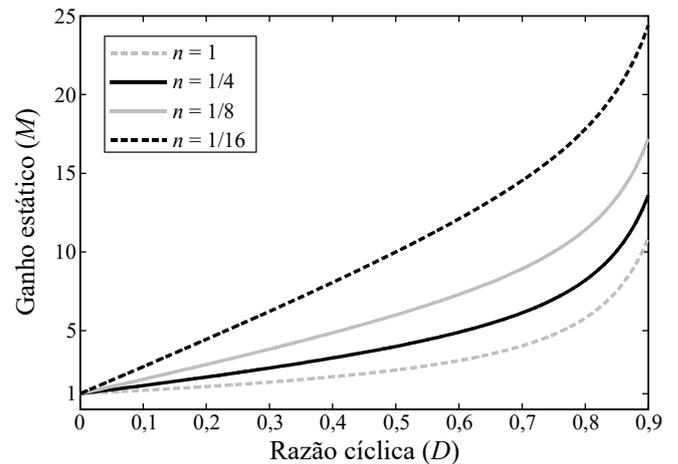


Fig. 6. Ganho estático do Boost-Forward em função da razão cíclica para diferentes razões de transformação.

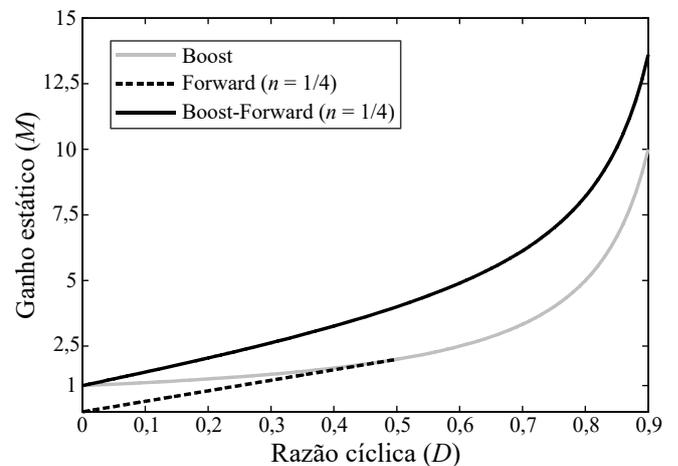


Fig. 7. Comparação do ganho estático do conversor Boost-Forward em relação aos conversores Boost e Forward convencionais.

expressão (1) que descreve a corrente na primeira etapa no indutor L_m , tem-se em $t = DT_s$ o seguinte:

$$I_{m,m\acute{a}x} = \frac{V_i}{L_m} DT_s + I_{m,m\acute{i}n}. \quad (10)$$

A partir de (10), a ondulação de corrente em L_m é definida como sendo $I_{m,m\acute{a}x} - I_{m,m\acute{i}n}$, resultando na seguinte equação de projeto:

$$L_m = \frac{DV_i}{f_s \Delta i_m}. \quad (11)$$

Similarmente, para o indutor L_o em $t = DT_s$ obtém-se a corrente máxima empregando (2):

$$I_{L_o,m\acute{a}x} = \frac{\frac{V_i}{n} - V_f}{L_o} DT_s + I_{L_o,m\acute{i}n}. \quad (12)$$

Rearranjando (12) obtém-se o seguinte:

$$L_o = \frac{D \left(\frac{V_i}{n} - V_f \right)}{f_s \Delta i_o}. \quad (13)$$

Substituindo (8) em (13) chega-se a equação de projeto para o indutor L_o :

$$L_o = \frac{DV_i(1-D)}{f_s \Delta i_o n}. \quad (14)$$

Nota-se que (11) e (14) são idênticas às equações clássicas de projeto para os indutores dos conversores Boost e Forward, respectivamente. O mesmo se aplica para C_1 e C_2 , os quais podem ser projetados a partir das equações clássicas de ondulação de tensão [21]:

$$C_1 = \frac{DV_i(1-D)}{8f_s^2 \Delta V_1 L_o n}. \quad (15)$$

$$C_2 = \frac{I_o D}{f_s \Delta V_2}. \quad (16)$$

C. Esforços de Corrente e Tensão

A análise dos esforços de tensão e corrente permite a escolha dos dispositivos semicondutores do conversor proposto. Logo, nesta subseção são apresentadas as equações que definem o valor máximo da tensão de bloqueio e o valor máximo da corrente nos semicondutores do conversor.

Nesta topologia, o interruptor S deve bloquear a tensão V_b do conversor integrado, desta forma, a tensão sobre este elemento é dada por:

$$V_{s,m\acute{a}x} = V_b = \frac{V_i}{1-D}. \quad (17)$$

Com relação aos níveis de corrente suportados pelo interruptor S , pode-se comprovar que o valor máximo de corrente é dado por:

$$I_{s,m\acute{a}x} = \frac{I_o(1-D+n)}{n(1-D)} + \frac{V_i D}{2f_s} \left(\frac{1}{L_m} + \frac{(1-D)}{L_o n^2} \right). \quad (18)$$

Com relação ao diodo D_1 , o mesmo deve ser capaz de suportar uma tensão de bloqueio igual à tensão V_b , logo:

$$V_{D1,m\acute{a}x} = V_b = \frac{V_i}{1-D}. \quad (19)$$

Ainda, o diodo D_1 deve suportar uma corrente máxima determinada por:

$$I_{D1,m\acute{a}x} = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{V_i D}{2f_s L_m}. \quad (20)$$

No caso do diodo D_2 , o seu valor máximo de tensão de bloqueio é igual à diferença das tensões V_b e V_i , refletida para o secundário do transformador, o que resulta em:

$$V_{D2,m\acute{a}x} = \frac{V_i D}{n(1-D)}. \quad (21)$$

O valor máximo da corrente para os diodos D_2 e D_3 obedece a seguinte expressão:

$$I_{D2,m\acute{a}x} = I_{D3,m\acute{a}x} = I_o + \frac{V_i D(1-D)}{2f_s L_o n}. \quad (22)$$

Para o diodo D_3 , o valor máximo da tensão de bloqueio é igual à tensão de entrada refletida para o secundário do transformador, logo:

$$V_{D3,m\acute{a}x} = \frac{V_i}{n}. \quad (23)$$

A Tabela I resume o comparativo dos esforços de tensão nos semicondutores das topologias Boost e Forward (mesmo número de espiras no primário e no enrolamento de desmagnetização) em relação ao conversor proposto. O comportamento da tensão de bloqueio no interruptor em

TABELA I
Esforços de Tensão nos Semicondutores

Grandeza	Boost	Forward	Boost-Forward
M	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{D}{n}$	$\frac{D}{n} + \frac{1}{1-D}$
$V_{s,m\acute{a}x}/V_i$	$\frac{1}{1-D}$	2	$\frac{1}{1-D}$
$V_{D1,m\acute{a}x}/V_i$	$\frac{1}{1-D}$	-	$\frac{1}{1-D}$
$V_{D2,m\acute{a}x}/V_i$	-	$\frac{1}{n}$	$\frac{D}{n(1-D)}$
$V_{D3,m\acute{a}x}/V_i$	-	$\frac{1}{n}$	$\frac{1}{n}$

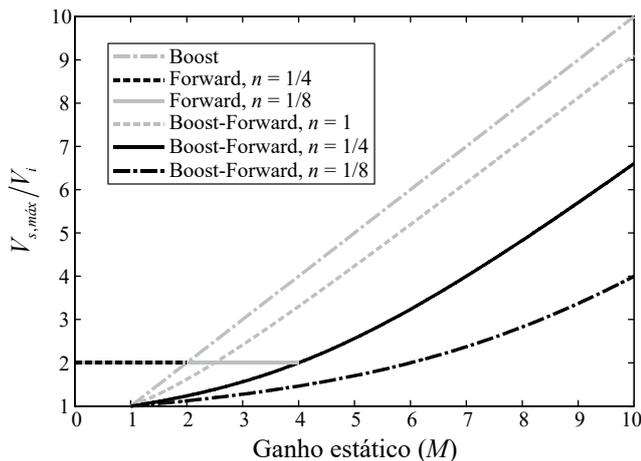


Fig. 8. Comparação da tensão de bloqueio no interruptor do conversor Boost-Forward em relação aos conversores clássicos.

função do ganho estático para os conversores analisados é ilustrado na Figura 8. Como se pode perceber, para o mesmo ganho estático, o interruptor do conversor Boost-Forward apresenta uma tensão de bloqueio menor que o interruptor do conversor Boost. Em comparação com o conversor Forward, o conversor proposto também apresenta menor esforço de tensão no interruptor para o mesmo ganho estático e para a mesma razão de transformação, conforme se verifica na Figura 8, tendo em conta que ganho estático do Forward é limitado pela razão cíclica teórica máxima de 0,5.

O comparativo dos esforços de tensão nos diodos das topologias em análise é apresentado na Figura 9, considerando $n = 1/4$. Nota-se que, independente do ganho estático, o diodo D_1 do conversor Boost-Forward apresenta uma tensão de bloqueio inferior ao diodo do conversor Boost. O diodo D_3 das topologias Boost-Forward e Forward apresenta a mesma tensão de bloqueio para a mesma razão de transformação, independente do ganho estático. Com relação ao diodo D_2 , apresenta menor tensão de bloqueio no Boost-Forward em comparação com o Forward, considerando a mesma razão de transformação e o mesmo ganho estático. Embora para $M > 4$ a tensão de bloqueio em D_2 se torne maior no conversor Boost-Forward, o conversor Forward somente obterá $M > 4$ se $n < 1/8$, o que resultaria em uma tensão de bloqueio normalizada em seu diodo D_2 superior a oito. Neste sentido, este comparativo demonstra as vantagens do conversor Boost-Forward no que diz respeito à tensão de

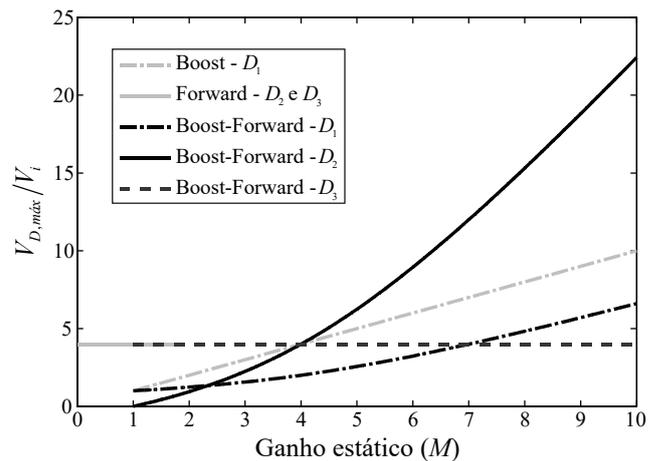


Fig. 9. Comparação da tensão de bloqueio nos diodos do conversor Boost-Forward em relação aos conversores clássicos para $n = 1/4$.

bloqueio nos semicondutores, o que possibilita o uso de dispositivos de menor tensão e, por consequência, mais eficientes.

D. Comparação com Topologias Similares

De modo a destacar as vantagens e contribuições do conversor Boost-Forward, o mesmo foi comparado com outras topologias que têm por base os conversores Boost e Forward [16]-[19], conforme apresentado na Tabela II. Observa-se que o conversor Boost-Forward não apresenta maior ganho de tensão que os outros conversores, contudo, possui um menor número de componentes e menores esforços nos dispositivos semicondutores. Por consequência, essas características se refletem na simplicidade do conversor Boost-Forward e na redução de seu custo quando comparado aos demais conversores da Tabela II. Além disso, outra característica relevante que cabe destacar é a quantidade de interruptores ativos. Nota-se que o conversor Boost-Forward e o conversor proposto em [17] apresentam um único interruptor. No entanto, o conversor [17] possui limite de operação para a razão cíclica ($D \leq 0,5$), o que não acontece com o conversor Boost-Forward. Desta forma, a partir das análises realizadas fica evidenciado que o conversor proposto é adequado para aplicações com elevado ganho de tensão, tendo em vista que apresenta reduzido número de componentes, menor esforço nos semicondutores e não apresenta limitações na razão cíclica.

TABELA II
Comparativo com Conversores Similares

Grandeza	Conversor [16]	Conversor [17]	Conversor [18]	Conversor [19]	Conversor Boost-Forward
Quantidade de interruptores	2	1	3	2	1
Quantidade diodos	3	5	9	6	3
Quantidade de núcleos	2	2	3	4	2
Quantidade de capacitores	2	4	4	5	2
Ganho de tensão	$\frac{D}{n} + \frac{1}{1-D}$	$\frac{2}{n(1-D)} + \frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{2}{n(1-D)}$	$\frac{1}{n} + \frac{1}{1-D} \left(\frac{2D}{n} + 2 - D \right)$	$\frac{D}{n} + \frac{1}{1-D}$
Tensão máxima de interruptor	$\frac{V_i}{n}$	$\frac{1}{(1-D)^2} V_i$	$\frac{2}{n(1-D)} V_i$	$\frac{1}{1-D} V_i$	$\frac{1}{1-D} V_i$
Tensão máxima de diodo	$\frac{D}{n(1-D)} V_i$	$\frac{1}{(1-D)^2} V_i$	$\frac{2}{n(1-D)} V_i$	$\frac{1}{1-D} \left(\frac{1}{n} + 1 \right) V_i$	$\frac{D}{n(1-D)} V_i$
Excursão da razão cíclica	0-1	$\leq 0,5$	0-1	0-1	0-1

IV. RESULTADOS

De modo a validar a operação do conversor proposto, esta seção apresenta alguns resultados experimentais. Os parâmetros utilizados encontram-se descritos na Tabela III. De acordo com (9) e considerando a tensão de entrada (V_i) e a razão de transformação (n) adotadas na Tabela II, tem-se uma razão cíclica nominal de $D = 0,5$ para $n = 1/4$. Isto implica que $V_f = V_b = 60$ V, de acordo com (6) e (8). A estrutura física do protótipo desenvolvido pode ser verificada na Figura 10.

Portanto, a Figura 11 mostra as tensões V_b e V_f que compõem a tensão total de saída, enquanto que a tensão e a corrente na carga são mostradas na Figura 12, considerando a potência nominal. Na Figura 13 é mostrada a tensão e a corrente no interruptor S , onde se evidencia que a tensão de bloqueio é igual à tensão V_b . Encontram-se representadas na Figura 14 a tensão aplicada ao primário do transformador e a corrente de entrada do conversor. Observa-se que a desmagnetização do transformador é garantida, pois em ambas as etapas de operação a mesma tensão (em módulo) é aplicada ao primário sob uma razão cíclica de 0,5. Na Figura 15 são mostradas a tensão e a corrente no indutor L_o , onde se verifica a ondulação de corrente na saída do conversor. Por fim, as Figuras 16, 17 e 18 ilustram a tensão e a corrente nos diodos D_1 , D_2 e D_3 , respectivamente. Note que os diodos D_2 e D_3 possuem a mesma tensão de bloqueio para as condições adotadas, enquanto que a tensão sobre D_1 é igual à tensão sobre o interruptor. O rendimento do conversor para diferentes potências de saída é representado na Figura 19. O analisador de potência WT1800 (Yokogawa) foi empregado para a obtenção do rendimento. Verifica-se na curva da Figura 19 que o conversor proposto apresenta um rendimento máximo de 93,7% para 50% de carga.

TABELA III
Parâmetros do Conversor Implementado

Símbolo	Descrição	Valor/Modelo
P_o	Potência de saída	150 W
V_o	Tensão de saída	120 V
n	Razão de transformação	1/4
V_i	Tensão de entrada	30 V
L_m	Indutor magnetizante	0,75 mH ($\Delta i_m = 27\%$)
L_o	Indutor de saída	2,7 mH ($\Delta i_o = 15\%$)
C_1	Capacitor C_1	2,2 μ F ($\Delta V_1 = 0,3\%$)
C_2	Capacitor C_2	9 μ F ($\Delta V_2 = 2\%$)
f_s	Frequência de comutação	60 kHz
S	Interruptor	IRFP150N
D_1, D_2, D_3	Diodos	MBR40250TG

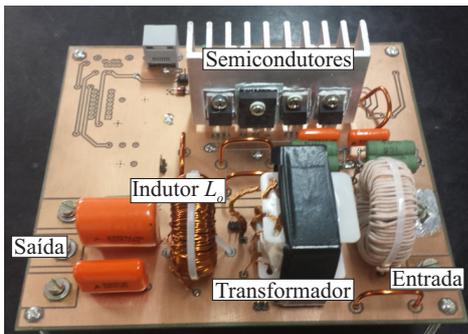


Fig. 10. Protótipo desenvolvido.

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma topologia de conversor CC-CC que integra os conversores Boost e Forward com um único interruptor ativo. Como principais características da topologia proposta destacam-se: elevado ganho de tensão, reduzidos esforços de tensão nos semicondutores e a capacidade de operação com elevados valores de razão cíclica sem comprometer a desmagnetização do transformador. Uma análise da topologia e de suas etapas de operação em MCC foi apresentada, onde se verificou que o conversor Boost-Forward é do tipo elevador de tensão e apresenta ganho estático dado por uma função de segundo grau. Foi mostrado que seus elementos passivos podem ser projetados de acordo com as equações clássicas dos conversores Boost e Forward. Além disso, uma análise comparativa demonstrou que os esforços

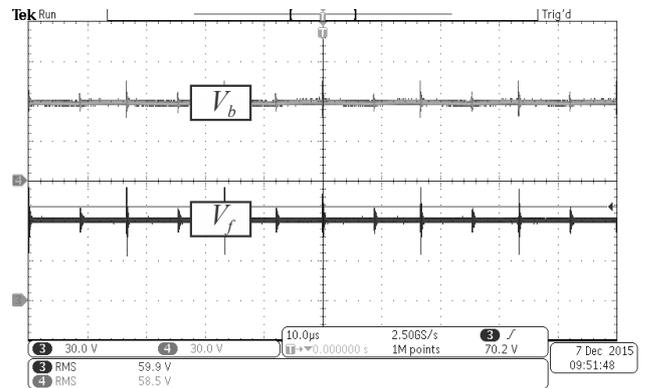


Fig. 11. Composição da tensão de saída: V_b (canal 4) e V_f (canal 3).

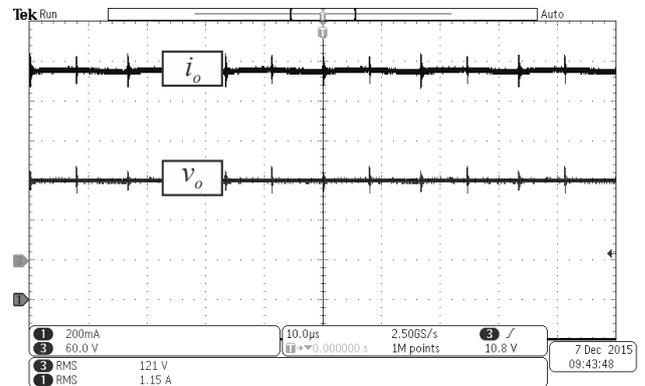


Fig. 12. Tensão (canal 3) e corrente (canal 1) de saída.

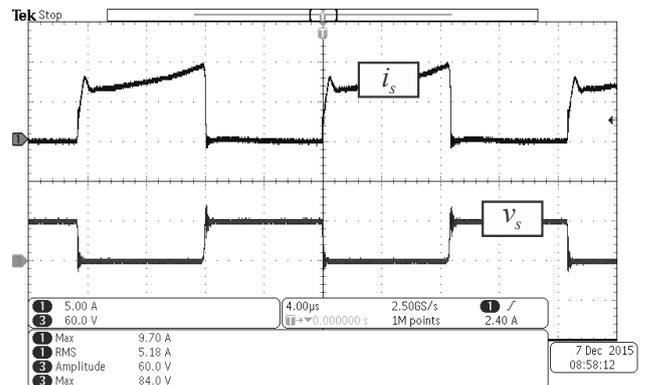


Fig. 13. Tensão (canal 3) e corrente (canal 1) no interruptor S .

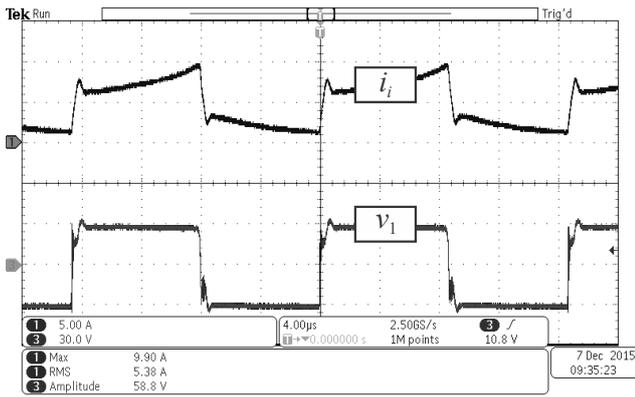


Fig. 14. Tensão do primário (canal 3) e corrente de entrada (canal 1).

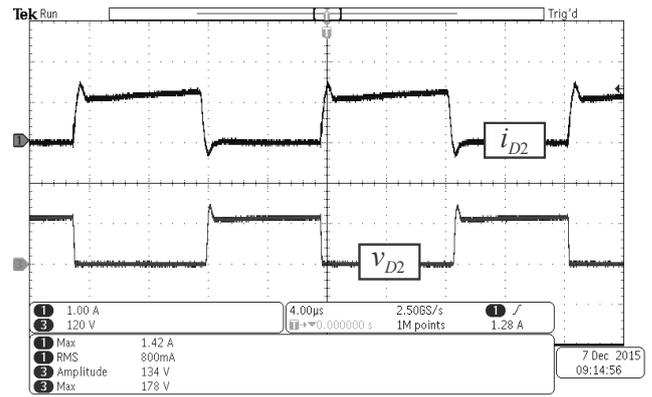


Fig. 17. Tensão (canal 3) e corrente (canal 1) no diodo D_2 .

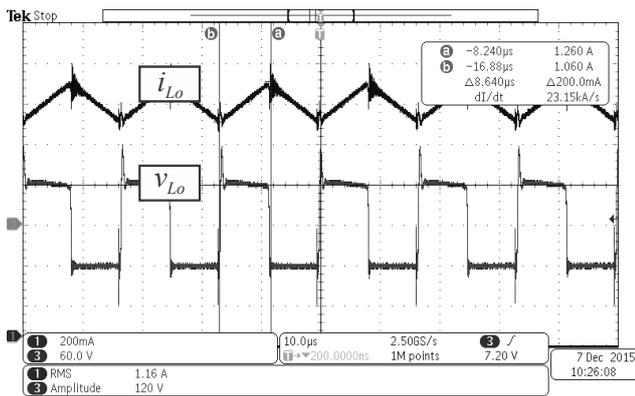


Fig. 15. Tensão (canal 3) e corrente (canal 1) no indutor L_o .

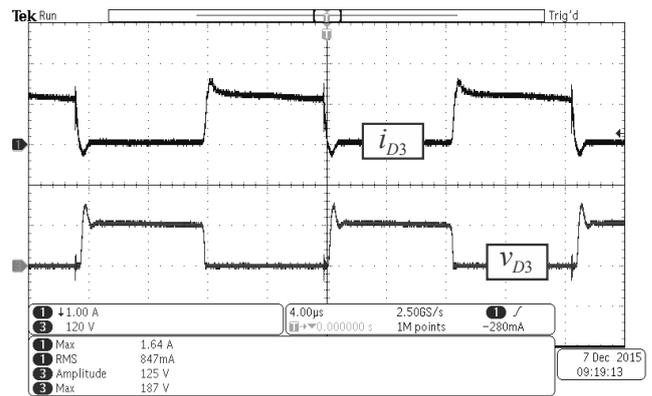


Fig. 18. Tensão (canal 3) e corrente (canal 1) no diodo D_3 .

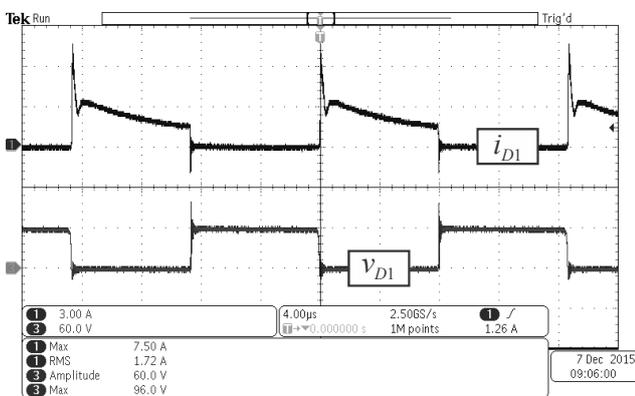


Fig. 16. Tensão (canal 3) e corrente (canal 1) no diodo D_1 .

nos semicondutores do Boost-Forward são menores do que os verificados nos conversores clássicos Boost e Forward, considerando o mesmo ganho estático e a mesma razão de transformação. Além disso, com relação a conversores integrados de estrutura similar, o conversor Boost-Forward apresenta reduzido número de componentes, menor esforço nos semicondutores e não possui limitações na razão cíclica.

AGRADECIMENTOS

A CAPES e ao CNPq pelo auxílio financeiro.

REFERÊNCIAS

[1] F. L. Tofoli, D. C. Pereira, W. J. Paula, D. S. Oliveira Jr., "Survey on Non-isolated High-voltage Step-up DC-DC

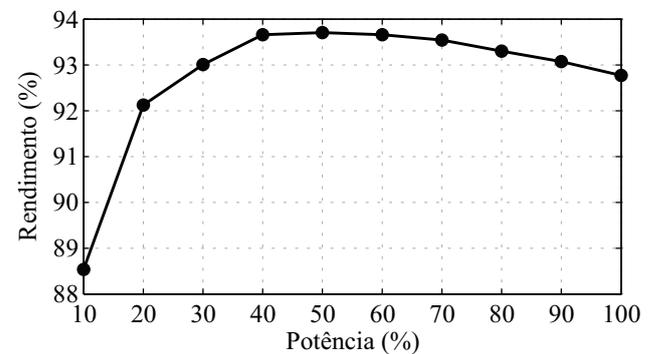


Fig. 19. Rendimento do conversor Boost-Forward.

Topologies Based on the Boost Converter", *IET Power Electronics*, vol. 8, nº 10, pp. 2044-2057, Outubro 2015.

[2] V. A. K. Prabhala, P. Fajri, V. S. P. Gouribhatla, B. P. Baddipadiga, M. Ferdowsi, "A DC-DC Converter With High Voltage Gain and Two Input Boost Stages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 6, pp. 4206-4215, Junho 2016.

[3] E. N. Chaves, S. L. Vilefort, H. T. M. Carvalho, E. A. A. Coelho, L. C. G. Freitas, J. B. Vieira Jr., L. C. Freitas, "Projeto de Controlador Baseado no Modelo Interno utilizado em P&O-MPPT e Conversor CC-CC Boost Quadrático", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, nº 4, pp. 383-394, Setembro/Novembro 2015.

[4] G. H. A. Bastos, J. M. Souza, L. F. Costa, R. P. T. Bascopé, "Generation of DC-DC Converters with Wide Conversion Range based on the Multistate Switching

- Cell”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, nº 1, pp. 63-70, Fevereiro 2016.
- [5] G. X. Hu, L. Wang, C. Gong, “A Three-State Switching Boost Converter Mixed With Magnetic Coupling and Voltage Multiplier Techniques for High Gain Conversion”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 4, pp. 2991-3001, Abril 2016.
- [6] S. A. O. Silva, L. P. Sampaio, F. M. Oliveira, F. R. Durand, “Sistema Fotovoltaico com Condicionamento Ativo de Energia usando MPPT baseado PSO e Malha Feed-Forward de Controle de Tensão do Barramento CC”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, nº 2, pp. 105-116, Março/Junho 2016.
- [7] S. H. G. Santos, P. F. Donoso-Garcia, S. I. Seleme Jr., A. P. Magalhães, “Cascaded Cell String Current Diverter for Improvement of Photovoltaic Solar Array under Partial Shading Problems”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, nº 3, pp. 272-282, Junho/Agosto 2015.
- [8] F. J. B. de Brito, R. P. Torrico-Bascopé, S. Daher, G. V. Torrico-Bascopé, “Comparative Analysis of Three DC-DC Non-isolated Buck Converters”, in *Proc. of IEEE INDUSCON*, pp. 1-8, 2012.
- [9] J. B. R. F. Cabral, S. V. G. Oliveira, Y. R. Novaes, “Conversor CC-CC Boost Quadrático para Aplicação em Fontes Alternativas”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 18, nº 3, pp. 1064-1072, Junho/Agosto 2013.
- [10] J. R. Dreher, F. Marangoni, J. L. R. Ortiz, C. Rech, M. L. S. Martins, H. T. Camara, L. D. Flora, “High Step-up DC/DC Integrated Flyback Topologies”, in *Proc. of CBA*, pp. 3672-3677, 2012.
- [11] W. J. Cha, Y. W. Cho, J. M. Kwon, B. H. Kwon, “Highly Efficient Microinverter With Soft-Switching Step-Up Converter and Single-Switch-Modulation Inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, nº 6, pp. 3516-3523, Junho 2015.
- [12] N. Shafiei, M. Ordonez, M. Craciun, C. Botting, M. Edington, “Burst Mode Elimination in High-Power LLC Resonant Battery Charger for Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 2, pp. 1173-1188, Fevereiro 2016.
- [13] C. L. Remes, M. B. Rosa, S. V. G. Oliveira, “A Two-Switch Forward Converter application for battery charging”, in *Proc. of COBEP/SPEC*, pp. 1-6, 2015.
- [14] A. Abramovitz, B. Zhao, K. M. Smedley, “High-Gain Single-Stage Boosting Inverter for Photovoltaic Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 5, pp. 3550-3558, Maio 2016.
- [15] D. Meneses, O. García, P. Alou, J. A. Oliver, R. Prieto, J. A. Cobos, “Single-stage grid-connected forward microinverter with constant off-time boundary mode control”, in *Proc. of APEC*, pp. 568-574, 2012.
- [16] N. J. Havens, *A High Gain Hybrid DC-DC Boost-Forward Converter for Solar Panel Applications*. Dissertação de Mestrado, Montana State University, Montana, Estados Unidos, 2013.
- [17] V. T. Liu, L. J. Zhang, “Design of High Efficiency Boost-Forward-Flyback Converters with High Voltage Gain”, in *Proc. of IEEE ICCA*, pp. 1061-1066, 2014.
- [18] C. G. Lee, J. H. Kim, J. H. Park, “Charge Balancing PV System using Charge-pumped Flyback-Boost-Forward converter including differential power processor”, in *Proc. of IEEE IPERC-ECCE*, pp. 356-360, 2016.
- [19] K. C. Tseng, J. Z. Chen, J. T. Lin, C. C. Huang, T. H. Yen, “High Step-Up Interleaved Forward-Flyback Boost Converter with Three-Winding Coupled Inductors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nº. 9, pp. 4696-4703, Setembro 2015.
- [20] J. R. Dreher, A. M. S. S. Andrade, L. Schuch, M. L. S. Martins, “Coupled-Inductor High Step-up Integrated Topologies: Synthesis, Analysis and Experimental Results”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, nº 2, pp. 91-104, Março/Junho 2016.
- [21] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, John Wiley & Sons, Ohio, 2008.

DADOS BIOGRÁFICOS

Julian Cezar Giacomini nasceu em Redentora, RS, Brasil, no ano de 1989. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela UNIJUÍ em 2013. Possui Mestrado em Engenharia Elétrica pela UFSM, concluído em 2015. Atualmente, é aluno de Doutorado em Engenharia Elétrica pela UFSM. Suas áreas de interesse são: sistemas fotovoltaicos, controle de conversores estáticos e conversores multiníveis.

Pablo Fernando Soardi Costa nascido em Ijuí, RS, Brasil no ano de 1987. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela UNIJUÍ em 2015. Atualmente é aluno de Mestrado na UFSM. Áreas de Interesse: Processamento de energia fotovoltaico, carregamento de baterias, geração distribuída, conversores de alto ganho de tensão.

Antônio Manuel Santos Spencer Andrade nascido em 1989, Ribeira Grande, Cabo Verde. Recebeu o título de Engenheiro de Controle e Automação pela UCS em 2012, concluiu mestrado em Eletrônica de Potência pela UFSM. Atualmente é aluno de Doutorado na mesma instituição. Áreas de Interesse: processamento de energia fotovoltaico, conversores de alto ganho de tensão e inversores. É membro da SOBRAEP e da IEEE.

Luciano Schuch recebeu o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSM (2007). Atualmente é diretor do Centro de Tecnologia e professor do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFSM. Atua no desenvolvimento de conversores de alto desempenho, sistemas fotovoltaicos, geração distribuída, integração de sistemas, técnicas de comutação suave e fontes ininterruptas de energia.

Mário Lúcio da Silva Martins nascido em 1976, em Palmeira das Missões, RS, Brasil. Recebeu os títulos de Engenheiro, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela UFSM, Santa Maria, Brasil, em 1999, 2002 e 2008, respectivamente. De 2006 a 2012 atuou como pesquisador na UFPR, Pato Branco, Brasil. Desde 2012 faz parte do Departamento de Eletrônica e Computação da UFSM. Áreas de interesse: SMPS, inversores FV e energias renováveis. É membro da SOBRAEP e algumas sociedades da IEEE.